



**ФЕДЕРАЛЬНАЯ СЛУЖБА  
ПО ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНОЙ СОБСТВЕННОСТИ,  
ПАТЕНТАМ И ТОВАРНЫМ ЗНАКАМ**

**(12) ОПИСАНИЕ ИЗОБРЕТЕНИЯ К ПАТЕНТУ**

(21), (22) Заявка: **2007149018/09, 25.12.2007**

(24) Дата начала отсчета срока действия патента:  
**25.12.2007**

(45) Опубликовано: **10.04.2009** Бюл. № 10

(56) Список документов, цитированных в отчете о  
поиске: **RU 2276834 C2, 20.05.2006. RU 2229196**  
**C2, 20.05.2004. EP 0651519 A2, 03.05.1995. WO**  
**96/23364 A1, 01.08.1996.**

Адрес для переписки:

**620002, г.Екатеринбург, К-2, ул. Мира, 19,  
ГОУ ВПО "УГТУ-УПИ имени первого  
Президента России Б.Н.Ельцина", центр  
интеллектуальной собственности**

(72) Автор(ы):

**Арянцев Михаил Юрьевич (RU),  
Валеев Валерий Гизатович (RU)**

(73) Патентообладатель(и):

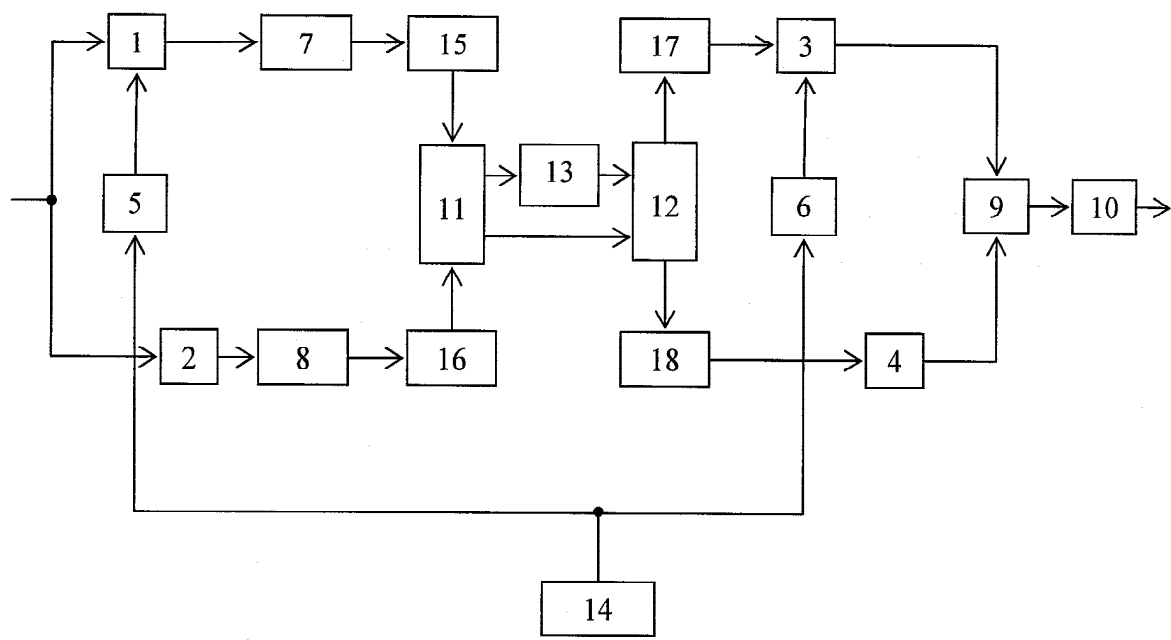
**Государственное общеобразовательное  
учреждение высшего профессионального  
образования "Уральский государственный  
технический университет - УПИ имени  
первого Президента России Б.Н.Ельцина"  
(RU)**

**(54) СПОСОБ ПОДАВЛЕНИЯ ПОМЕХ И УСТРОЙСТВО ДЛЯ ЕГО ОСУЩЕСТВЛЕНИЯ**

(57) Реферат:

Изобретение относится к радиоэлектронике и может быть использовано в радиоприемных устройствах, работающих в условиях как узкополосных, так и широкополосных помех, действующих в полосе частот полезного сигнала, при малом отношении сигнал/помеха. Достижимый технический результат - более простое подавление помехи вне зависимости от плотности вероятности амплитуды помехи и исключение подавления полезного сигнала на выходе устройства подавления помех при воздействии помех малой мощности и в отсутствие помех. В основе способа лежит выделение из входной смеси полезного сигнала

и помехи информации об огибающей и фазе смеси и последующая нелинейная обработка выделенной информации об огибающей входной смеси полезного сигнала и помехи. Устройство подавления помех содержит четыре перемножителя, два фильтра нижних частот, смеситель, полосовой фильтр, два фазовращателя на  $\pi/2$ , блок преобразования квадратурных составляющих в полярные координаты, блок преобразования полярных координат в квадратурные составляющие, блок обработки, генератор опорного сигнала, два аналого-цифровых преобразователя и два цифроаналоговых преобразователя. 2 н.п. ф-лы, 5 ил.



Фиг. 1



FEDERAL SERVICE  
FOR INTELLECTUAL PROPERTY,  
PATENTS AND TRADEMARKS

(51) Int. Cl.  
**H04B 1/10** (2006.01)

## (12) ABSTRACT OF INVENTION

(21), (22) Application: **2007149018/09, 25.12.2007**

(24) Effective date for property rights:  
**25.12.2007**

(45) Date of publication: **10.04.2009 Bull. 10**

Mail address:

**620002, g.Ekaterinburg, K-2, ul. Mira, 19, GOU  
VPO "UGTU-UPI imeni pervogo Prezidenta Rossii  
B.N.El'tsina", tsentr intellektual'noj sobstvennosti**

(72) Inventor(s):

**Arjantsev Mikhail Jur'evich (RU),  
Valeev Valerij Gizatovich (RU)**

(73) Proprietor(s):

**Gosudarstvennoe obshcheobrazovatel'noe  
uchrezhdenie vysshego professional'nogo  
obrazovaniya "Ural'skij gosudarstvennyj  
tekhnicheskij universitet - UPI imeni pervogo  
Prezidenta Rossii B.N.El'tsina" (RU)**

## (54) METHOD OF NOISES INHIBITION AND DEVICE FOR ITS REALISATION

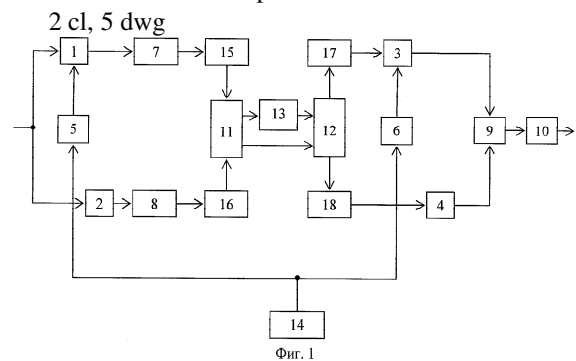
(57) Abstract:

FIELD: physics.

SUBSTANCE: invention can be used in the radio receivers working in conditions of both narrow-band, and broadband noises, operating in frequency band of the useful signal, at the small relation signal/hindrance. Method lies in allocation of the useful signal and noises of the information about bending around and phase of intermixture from input intermixture and the subsequent non-linear processing of the obtained information on a bending around input intermixture of the useful signal and noises. The device of noises inhibition contains four multipliers, two filters of the inferior frequencies, the mixer, the band-pass filter, two phase shifters on  $\pi/2$ , the transformation block quarter-phase components in polar co-ordinates, the block of transformation of polar co-ordinates in the

quarter-phase components, the processing block, the generator of the basic signal, two ADC and two DAC.

EFFECT: more simple inhibition of noises without dependence from noise amplitude probability density and exception of inhibition of the useful signal on exit of device of inhibition of noises at action of noises of low power and for lack of noises.



Изобретение относится к радиоэлектронике и может быть использовано в радиоприемных устройствах, работающих в условиях как узкополосных, так и широкополосных помех, действующих в полосе частот полезного сигнала, при малом отношении сигнал/помеха.

Известен способ компенсации помех, описанный в «Информационные технологии в радиотехнических системах». Учебное пособие», В.А.Васин, И.Б.Власов, Ю.М.Егоров и др./ Под ред. И.Б.Федорова. М.: МГТУ им. Н.Э.Баумана, 2003, стр.410-413, формулы (7.51)-(7.58), рисунки 7.35 и 7.36. Способ основан на пространственной селекции сигналов и заключается в том, что амплитуды и фазы сигналов, принятых с дополнительных антенных элементов, подстраивают путем изменения весовых коэффициентов, чтобы сформировать копию мешающего сигнала в поступающей на элементы антенной системы смеси полезного сигнала и помехи; полученную копию помехи вычитают из сигнала, принятого с основного антенного элемента. Таким образом, достигается формирование нулей диаграммы направленности антенной системы в направлении помехи, тем самым обеспечивается подавление помехи в приемной антенной системе.

Недостатком указанного способа является то обстоятельство, что он обеспечивает подавление только помех, пространственно разнесенных относительно источника полезного сигнала. В случае когда и помеха, и полезный сигнал поступают с одного направления, помеха будет подавлена совместно с полезным сигналом.

Известен способ оценочно-корреляционно-компенсационного обнаружения сигналов на фоне помех с использованием экстраполяционных оценок, описанный в «Оценочно-корреляционно-компенсационная обработка сигналов на фоне помех», Ю.Г.Сосулин, В.В.Костров, ж. «Радиотехника и электроника», 2006, том 51, №9, стр.1036, формула 19. Указанный способ осуществляет расчет логарифма отношения правдоподобия по следующей формуле:

$$Z_k = Z_{k-1} + \ln f_1(y_k) - \ln f_\theta(y_k),$$

где

$f_\theta(y_k) = M[\rho_k[y_k - \theta S(x_k, t_k) - V(\eta_k, t_k)] | Y_{k-1}, \theta]$  - оптимальные экстраполяционные (на один шаг) оценки по критерию минимума среднего квадрата ошибки;

$y_k$  - наблюдаемый процесс;

$M[\ ]$  - символ математического ожидания;

$\rho_k[\ ]$  - плотность распределения вероятностей;

$S(*,*)$  - детерминированная функция, определяющая закон модуляции сигнала;

$t_k$  - дискретное время;

$V(\eta_k, t_k)$  - детерминированная функция, определяющая закон модуляции помехи;

$x_k, \eta_k$  - параметры сигнала и помехи соответственно;

$Y_{k-1}$  - реализация наблюдаемого процесса;

$\theta$  - индикаторная переменная, характеризует ситуации наличия ( $\theta=1$ ) и отсутствия сигнала ( $\theta=0$ );

$Z_k$  - логарифм отношения правдоподобия;

$k$  - текущий индекс времени  $t_k$ .

Основу способа составляет вычисление на основе реализации  $Y_{k-1}$  экстраполяционной оценки  $f_\theta(y_k)$ , а также соответствующие нелинейные преобразования получаемой оценки и поступившего нового отсчета наблюдаемого процесса  $y_k$ .

Недостатками указанного способа являются:

- большая вычислительная сложность;
- необходимо обладать сведениями о плотности распределения вероятности сигнала и помехи.

Наиболее близким к заявляемому способу подавления помех является способ подавления помех, используемый для оптимального обнаружения детерминированных сигналов на фоне негауссовских помех с полосовым спектром, описанный в «Теория обнаружения сигналов», под ред. П.А.Бакута. М.: Радио и связь, 1984, стр.297, раздел 5.5; стр.298; стр.299, формулы 5.111-5.115; стр.300.

Указанный способ принят за прототип заявляемого способа подавления помех.

Способ заключается в следующем. Квадратурные составляющие входной смеси  $u(t)$  сигнала и помехи подвергают дискретизации. Полученные дискретные выборки входной смеси  $u(n)$  используют для получения дискретных выборок огибающей  $A(n)$  и фазы  $\varphi(n)$  смеси. Дискретную выборку огибающей  $A(n)$  смеси подвергают нелинейной обработке:

$$g(A) = \frac{d}{dA} \ln \frac{W_A(A)}{A},$$

где

$W(A)$  - плотность вероятности амплитуды входной смеси.

При малом отношении сигнал/помеха на входе распределение  $W(A)$  практически полностью определяется плотностью вероятности амплитуды помехи.

Дискретную выборку огибающей смеси, прошедшую процедуру нелинейной обработки, и дискретную выборку фазы  $\varphi(n)$  используют в алгоритме обнаружения детерминированных сигналов на фоне негауссовских помех.

Недостатками указанного способа являются:

- процедура нелинейной обработки  $g(A)$  определяется плотностью вероятности амплитуды помехи. Такие априорные данные о параметрах помехи чаще всего неизвестны;
- процедура нелинейной обработки  $g(A)$  эффективно подавляет помеху только при малом отношении сигнал/помеха на входе. В случае помехи малой мощности или в отсутствие помех будет подавлен полезный сигнал.

Известно устройство подавления широкополосных фазоманипулированных помех (патент РФ №2197063, МПК H04B 1/10, опубл. 20.01.2003). Устройство подавления широкополосных фазоманипулированных помех содержит последовательно соединенные первый элемент задержки, первый перемножитель, режекторный фильтр и второй перемножитель, последовательно соединенные ограничитель, фазовый демодулятор, обнаружитель помех, выход которого соединен с третьим входом коммутатора, первый выход фазового демодулятора соединен с опорным входом первого перемножителя и через второй элемент задержки - с опорным входом второго перемножителя, третий элемент задержки, причем вход первого элемента задержки является входом устройства, последовательно соединенные усилитель и сумматор, а также источник постоянного напряжения и аттенюатор, причем выход источника постоянного напряжения соединен со вторым входом сумматора, выход которого соединен с управляющим входом режекторного фильтра, вход усилителя соединен со вторым выходом фазового демодулятора, вход аттенюатора соединен с выходом второго перемножителя, выход аттенюатора соединен с первым входом коммутатора, выход которого является выходом устройства, при этом входы ограничителя и третьего элемента задержки соединены со входом первого элемента задержки, выход

третьего элемента задержки соединен со вторым входом коммутатора.

Техническим результатом устройства является:

- обеспечение работоспособности устройства как при известной, так и при неизвестной частоте несущей, а также в случае изменения ее в процессе работы;
- расширение области применения устройства по сравнению с прототипом.

Недостатком указанного устройства является узкая область применения: устройство позволяет подавлять помехи только определенного вида, а именно фазоманипулированные.

Известно устройство подавления структурных помех (патент РФ №2114502 C1, МПК 6 H04B 1/10, опубл. 27.06.1998). Устройство подавления структурных помех содержит два перемножителя, причем второй вход первого перемножителя соединен с вторым входом второго перемножителя через элемент задержки, коммутатор, регулируемый элемент задержки, ограничитель, входы которых объединены и являются входом устройства, выход коммутатора является выходом устройства, выход регулируемого элемента задержки соединен с первым входом первого перемножителя, выход ограничителя через квазикогерентный демодулятор ФМн-сигналов соединен с входом элемента задержки, выход первого перемножителя через блок обнаружения и подавления узкополосных помех соединен с первым входом второго перемножителя, выход которого соединен с вторым сигнальным входом коммутатора, а его управляющий вход соединен с вторым выходом блока обнаружения и подавления помех. Техническим результатом является обеспечение подавление любых видов шумоподобных фазоманипулированных помех (структурных, имитационных), несущие частоты которых находятся в полосе полезного сигнала.

Недостатком указанного устройства является узкая область применения: устройство позволяет подавлять помехи только определенного вида, а именно фазоманипулированные.

Наиболее близким к заявляемому устройству является устройство подавления помех, входящее в состав асимптотически оптимального обнаружителя детерминированных сигналов на фоне негауссовских помех с полосовым спектром при нелинейной обработке видеочастоты, описанный в «Теория обнаружения сигналов», под ред. П.А.Бакута. - М.: Радио и связь, 1984, стр.300, рисунок 5.12а. Указанное устройство принято за прототип заявляемого устройства. Устройство содержит последовательно соединенные амплитудный детектор и нелинейный элемент, ограничитель, выход которого соединен со вторым входом перемножителя, а выход перемножителя является выходом устройства, выход нелинейного элемента соединен с первым входом перемножителя, входы амплитудного детектора и ограничителя объединены и являются входом устройства.

Технический результат заключается в обнаружении детерминированных сигналов на фоне негауссовских помех с полосовым спектром при нелинейной обработке видеочастоты.

Недостатками устройства наиболее близкого к заявляемому являются:

- амплитудная характеристика нелинейного элемента  $g(A)$  определяется плотностью вероятности амплитуды помехи. Такие априорные данные о параметрах помехи чаще всего неизвестны;

- устройство реализует алгоритм подавления помехи, который не учитывает отсутствие на входе устройства помехи. При возникновении такой ситуации вместо помехи будет подавлен полезный сигнал.

Задачей предлагаемого технического решения является аппроксимация процедуры нелинейной обработки  $g(A)$  выражением, обеспечивающим более простое подавление помехи вне зависимости от плотности вероятности амплитуды помехи, и исключение подавления полезного сигнала на выходе устройства подавления помех при  
5 воздействии помех малой мощности и в отсутствие помех.

Поставленная задача решается за счет того, что в способе подавления помех, основанном на выделении огибающей входной смеси полезного сигнала и помехи с последующей нелинейной обработкой выделенной огибающей, смесь сигнала и  
10 помехи раскладывают на квадратурные составляющие  $x(t)$  и  $y(t)$ , где  $t$  - непрерывное время, квадратурные составляющие  $x(t)$  и  $y(t)$  подвергают аналого-цифровому преобразованию, полученные цифровые выборки  $x(n)$  и  $y(n)$  переводят в полярные координаты  $A(n)$  и  $\varphi(n)$ , где  $A(n)$  - огибающая смеси полезного сигнала и помехи в цифровом виде,  $\varphi(n)$  - фаза смеси полезного сигнала и помехи в цифровом виде,  $n$  -  
15 номер отсчета, огибающую смеси  $A(n)$  подвергают нелинейной обработке по формуле:

$$g^*(A(n)) = A(n) - A_{\text{комп}}(n),$$

где

$g^*(A(n))$  - алгоритм обработки,

$A_{\text{комп}}(n)$  - оценка огибающей помехи,

оценку огибающей помехи производят по формуле

$$A_{\text{комп}}(n) = \frac{1}{k - r + 1} \sum_{i=r}^k A(i),$$

где  $r \leq n \leq k$ ,  $r$  - номер отсчета, с которого начинают усреднение,  $k$  - номер отсчета, на котором заканчивается усреднение, при этом отсчеты  $A_{\text{комп}}(n)$  приравнивают нулю, если соответствующие им отсчеты  $A(n)$  не превышают значения порогового уровня, фазу смеси  $\varphi(n)$  и огибающую смеси, прошедшую нелинейную обработку,  $g^*(A(n))$   
используют для обратного перехода от полярных координат к квадратурным  
30 составляющим

$$x^*(n) = g^*(A(n)) \cos \varphi(n),$$

$$y^*(n) = g^*(A(n)) \sin \varphi(n),$$

квадратурные составляющие  $x^*(n)$  и  $y^*(n)$  подвергают цифроаналоговому  
35 преобразованию, полученные аналоговые квадратурные составляющие  $x^*(t)$  и  $y^*(t)$  переводят в единую смесь.

Поставленная задача решается за счет того, что в устройство подавления помех, содержащее первый перемножитель, дополнительно введены второй, третий и четвертый перемножители, первый и второй фильтры нижних частот, смеситель,  
40 полосовой фильтр, первый и второй фазовращатели на  $\pi/2$ , блок преобразования квадратурных составляющих в полярные координаты, блок преобразования полярных координат в квадратурные составляющие, блок обработки, причем первые входы первого и второго перемножителей объединены и являются входом устройства, вход первого фильтра нижних частот соединен с выходом первого перемножителя, а  
45 выход первого фильтра нижних частот через первый аналого-цифровой преобразователь соединен с первым входом блока преобразования квадратурных составляющих в полярные координаты, вход второго фильтра нижних частот соединен с выходом второго перемножителя, а выход второго фильтра нижних частот  
50 через второй аналого-цифровой преобразователь соединен со вторым входом блока преобразования квадратурных составляющих в полярные координаты, вход блока обработки соединен с первым выходом блока преобразования полярных координат в квадратурные составляющие, а выход блока обработки соединен с первым входом

блока преобразования полярных координат в квадратурные составляющие, второй выход блока преобразования квадратурных составляющих в полярные координаты соединен со вторым входом блока преобразования полярных координат в квадратурные составляющие, первый выход блока преобразования полярных координат в квадратурные составляющие соединен с первым входом третьего перемножителя через первый цифроаналоговый преобразователь, а выход третьего перемножителя соединен с первым входом смесителя, второй выход блока преобразования полярных координат в квадратурные составляющие соединен с первым входом четвертого перемножителя через второй цифроаналоговый преобразователь, а выход четвертого перемножителя соединен со вторым входом смесителя, вход полосового фильтра соединен с выходом смесителя, а выход полосового фильтра является выходом устройства, вход генератора опорного сигнала соединен с входами первого и второго фазовращателей на  $\pi/2$ , а также со вторыми входами второго и четвертого перемножителей, выход первого фазовращателя на  $\pi/2$  соединен со вторым входом первого перемножителя, выход второго фазовращателя на  $\pi/2$  соединен со вторым входом третьего перемножителя.

Изобретение иллюстрируется следующими чертежами, на которых изображены:

фиг.1 - структурная схема заявленного устройства,

фиг.2 - амплитудный спектр смеси полезного сигнала и помехи без применения заявленного способа подавления помех. Результат получен при компьютерном моделировании на ЭВМ для следующих условий. На вход устройства подавления помех поступает смесь полезного сигнала и помехи. В качестве полезного сигнала рассматривается нефлуктуирующая пачка импульсов, отраженная от движущейся цели с доплеровским сдвигом частоты 3 кГц. В качестве помехи рассматривается нефлуктуирующая пачка импульсов, отраженная от мешающего отражателя с доплеровским сдвигом 500 Гц. Импульсы сигнала и помехи полностью совпадают во времени. Сигнальная и помеховая пачки промодулированы по огибающей диаграммой направленности сканирующей антенны, имеющей гауссовскую форму. Отношение сигнал/помеха на входе устройства подавления помех  $10^{-4}$ ; длительность импульсов 4 мкс; период повторения импульсов 40 мкс, количество импульсов в пачке (на уровне 0.7 огибающей пачки) 100,

фиг.3 - амплитудный спектр смеси с применением заявленного способа подавления помех. Результат получен при компьютерном моделировании на ЭВМ, все параметры полезного сигнала и помехи те же, что и для фиг.2. Оценка огибающей помехи производится как среднее арифметическое огибающей смеси предыдущего импульса пачки, текущего и последующего,

фиг.4 - смесь полезного сигнала и помехи на выходе согласованного фильтра без применения заявленного способа подавления помех. Результат получен при компьютерном моделировании на ЭВМ для следующих условий. На вход устройства подавления помех поступает смесь полезного сигнала и помехи. В качестве полезного сигнала рассматривается фазоманипулированный сигнал, сформированный по закону М-последовательности на основе алгоритма  $z^6 + z^5 + 1$ . В качестве помехи рассматривается такой же фазоманипулированный сигнал, но имеющий временной сдвиг 15 мкс закона фазовой модуляции. Кроме того, в помеху введен частотный сдвиг, равный 2% от тактовой частоты, и помеха модулирована по амплитуде с частотой модулирующего сигнала, в 200 раз меньшей тактовой частоты. Отношение мощностей сигнал/помеха на входе устройства подавления помех изменяется от  $3,5 \cdot 10^{-5}$  до  $2,9 \cdot 10^{-2}$ . На период несущей приходится 100 отсчетов. Пунктирными



линиями отмечены временные положения откликов полезного сигнала,

фиг.5 - смесь полезного сигнала и помехи на выходе согласованного фильтра после применения заявленного способа подавления помех. Результат получен при компьютерном моделировании на ЭВМ, все параметры полезного сигнала и помехи те же, что и для фиг.4. Оценка огибающей помехи на текущем отсчете производится как среднее арифметическое суммы 2000 предыдущих отсчетов. Пунктирными линиями отмечены временные положения откликов полезного сигнала.

Предлагаемое устройство, реализующее заявленный способ подавления помех, содержит: 1 - первый перемножитель, 2 - второй перемножитель, 3 - третий перемножитель, 4 - четвертый перемножитель, 5 - первый фазовращатель на  $\pi/2$ , 6 - второй фазовращатель на  $\pi/2$ , 7 - первый фильтр нижних частот (ФНЧ), 8 - второй ФНЧ, 9 - смеситель, 10 - полосовой фильтр, 11 - блок преобразования квадратурных составляющих в полярные координаты (БПКП), 12 - блок преобразования полярных координат в квадратурные составляющие (БППК), 13 - блок обработки, 14 - генератор опорного сигнала, 15 - первый аналого-цифровой преобразователь (АЦП), 16 - второй АЦП, 17 - первый цифроаналоговый преобразователь (ЦАП), 18 - второй ЦАП. Первые входы первого 1 и второго 2 перемножителей объединены и являются входом устройства, вход первого 7 ФНЧ соединен с выходом первого перемножителя 1, а выход первого 7 ФНЧ через первый 15 АЦП соединен с первым входом БПКП 11, вход второго 8 ФНЧ соединен с выходом второго перемножителя 2, а выход второго 8 ФНЧ через второй 16 АЦП соединен со вторым входом БПКП 11, вход блока обработки 13 соединен с первым выходом БПКП 11, а выход блока обработки 13 соединен с первым входом БППК 12, второй выход БПКП 11 соединен со вторым входом БППК 12, первый выход БППК 12 соединен с первым входом третьего 3 перемножителя через первый 17 ЦАП, а выход третьего перемножителя 3 соединен с первым входом смесителя 9, второй выход БППК 12 соединен с первым входом четвертого 4 перемножителя через второй 18 ЦАП, а выход четвертого перемножителя 4 соединен со вторым входом смесителя 9, вход полосового фильтра 10 соединен с выходом смесителя 9, а выход полосового фильтра является выходом устройства, вход генератора опорного сигнала 14 соединен с входами первого 5 и второго 6 фазовращателей на  $\pi/2$ , а также со вторыми входами второго 2 и четвертого 4 перемножителей, выход первого 5 фазовращателя на  $\pi/2$  соединен со вторым входом первого 1 перемножителя, выход второго 6 фазовращателя на  $\pi/2$  соединен со вторым входом третьего 3 перемножителя.

Узлы устройства могут быть выполнены по следующим схемным решениям.

Перемножители 1, 2, 3, 4, см. Справочник по схемотехнике для радиолюбителей. / Под ред. В.П.Боровского. - Киев: Техніка, 1987, с 255-259.

Фазовращатели на  $\pi/2$  5, 6, см. Справочник по схемотехнике для радиолюбителей. / Под ред. В.П. Боровского. - Киев: Техніка, 1987, с 274-279.

Фильтры нижних частот 7, 8, см. Зааль Р. Справочник по расчету фильтров: Пер. с нем. - М.: Радио и связь, 1983, с.16-27.

Смеситель 9, см. Проектирование радиоприемных устройств./ Под ред. А.П.Сиверса. - М.: Сов. радио, 1976, с 314-338.

Полосовой фильтр 10, см. Зааль Р. Справочник по расчету фильтров: Пер. с нем. - М.: Радио и связь, 1983, с.29-37.

Блок преобразования квадратурных составляющих в полярные координаты 11, блок преобразования полярных координат в квадратурные составляющие 12, блок обработки 13 могут быть реализованы на сигнальном процессоре.

Аналого-цифровые преобразователи 14, 15, см. Справочник по схемотехнике для радиолюбителей. / Под ред. В.П.Боровского. - Киев: Техніка, 1987, с.340-341.

Цифроаналоговые преобразователи 16, 17, см. Справочник по схемотехнике для радиолюбителей. / Под ред. В.П.Боровского. - Киев: Техніка, 1987, с.339-340.

Предлагаемое устройство работает следующим образом.

На вход устройства поступает аналоговая смесь полезного сигнала и помехи:

$$u_{\text{вх}}(t) = u_{\text{с}}(t) + u_{\text{п}}(t),$$

где

$u_{\text{вх}}(t)$  - входная смесь сигнала и помехи,

$u_{\text{с}}(t)$  - полезный сигнал,

$u_{\text{п}}(t)$  - помеха.

Входная смесь полезного сигнала и помехи раскладывается на квадратурные составляющие после перемножения с опорным сигналом в первом 1 перемножителе и низкочастотной фильтрации в первом 7 ФНЧ в первом квадратурном канале и после перемножения с опорным сигналом во втором 2 перемножителе и низкочастотной фильтрации во втором 8 ФНЧ во втором квадратурном канале.

$$u_x(t) = u_{\text{вх}}(t) \cdot \cos(2\pi \cdot f_0 \cdot t)$$

$$u_y(t) = u_{\text{вх}}(t) \cdot \sin(2\pi \cdot f_0 \cdot t),$$

где

$u_x(t)$  - смесь в первом квадратурном канале,

$u_y(t)$  - смесь во втором квадратурном канале,

$f_0$  - частота опорного сигнала.

Первый 1 перемножитель и первый 7 ФНЧ образуют первый квадратурный канал, второй 2 перемножитель и второй 8 ФНЧ образуют второй квадратурный канал. Опорные сигналы для первого 1 и второго 2 перемножителей поступают от генератора опорного сигнала 14, причем сигнал от генератора опорного сигнала 14 поступает на первый 1 перемножитель через первый 5 фазовращатель на  $\pi/2$ , тем самым обеспечивается взаимная ортогональность сигналов в формируемых квадратурных каналах.

Амплитудно-частотные характеристики первого 7 и второго 8 ФНЧ выбираются таким образом, чтобы подавить составляющие смеси с частотой  $2 \cdot f_0$  на выходе первого 1 и второго 2 перемножителей и ограничить спектр смеси полосой полезного сигнала.

Сигналы с выходов первого 7 и второго 8 ФНЧ подвергаются аналого-цифровому преобразованию в первом 14 и во втором 15 АЦП соответственно.

На входы БПКП 11 поступают цифровые выборки  $x(n)$  и  $y(n)$ . Эти цифровые выборки переводятся в информацию об амплитуде и фазе:

$$A(n) = \sqrt{x^2(n) + y^2(n)},$$

$$\varphi(n) = \text{Arg}(x(n), y(n)),$$

где процедура  $\text{Arg}(x(n), y(n))$  может, например, вычисляться следующим образом:

$$\text{Arg}(x(n), y(n)) = \arctg \left( \frac{y(n)}{x(n)} \right).$$

С первого выхода БПКП 11 цифровые выборки поступают на вход блока обработки 13. Блок обработки 13 осуществляет нелинейную обработку по алгоритму:

$$g^*(A) = A(n) - A_{\text{комп}}(n),$$

$$A_{\text{комп}}(n)=A(n-1).$$

Таким образом, оценкой мешающего сигнала для текущего отсчета цифровой выборки огибающей смеси является предыдущий отсчет цифровой выборки огибающей смеси. Для исключения подавления полезного сигнала нелинейной  
5 обработкой  $g^*(A(n))$  подвергаются только отсчеты огибающей смеси  $A(n)$ , превышающие ожидаемый уровень сигнала в два раза.

Информация об огибающей смеси, прошедшей нелинейную обработку, с выхода блока обработки 13 и информация о фазе смеси с выхода БПКП 11 поступает на  
10 входы БППК 12, который осуществляет обратный переход от квадратурных составляющих к полярным координатам:

$$x^*(n)=g^*(A(n))\cos\varphi(n),$$

$$y^*(n)=g^*(A(n))\sin\varphi(n).$$

Сигналы с первого и второго выходов БППК 12 подвергаются цифроаналоговому преобразованию в первом 16 и во втором 17 ЦАП. Полученные аналоговые квадратурные составляющие  $x(t)$  и  $y(t)$  поступают на первые входы третьего 3 и четвертого 4 перемножителей соответственно.

Опорные сигналы для третьего 3 и четвертого 4 перемножителей поступают от генератора опорного сигнала 14, причем сигнал от генератора опорного сигнала 14 поступает на третий 3 перемножитель через второй 6 фазовращатель на  $\pi/2$ , тем самым обеспечивается взаимная ортогональность сигналов с выходов третьего 3 и четвертого 4 перемножителей.

Сигналы с выходов третьего 3 и четвертого 4 перемножителей поступают на входы смесителя 9, полученная смесь с выхода поступает на полосовой фильтр 10.

Полоса пропускания полосового фильтра 10 выбирается равной полосе полезного сигнала.

Сигнал на выходе заявленного устройства представляет собой полезный сигнал со значительно подавленной помехой, при малом отношении сигнал/помеха во входной смеси. При отсутствии помехи во входной смеси, либо при воздействии помехи с уровнем, не превышающим пороговое значение, входная смесь проходит на выход устройства без изменения.

Реализация заявленного способа не исчерпывается заявленным устройством.

Скорее его стоит рассматривать как опорное, на основе которого можно предложить множество новых вариантов реализации, при этом в заявленном устройстве достаточно только уточнять расчетную формулу оценки огибающей помехи путем выбора других  $r$  и  $k$  в алгоритме:

$$A_{\text{комп}}(n) = \frac{1}{k-r+1} \sum_{i=r}^k A(i),$$

где  $r \leq n \leq k$ .

Сказанное иллюстрируют фигуры 3 и 5, на которых приведены результаты подавления помех устройствами, отличающимися от заявленного только формулой  
45 расчета оценки огибающей помехи. Условия, при которых были получены результаты на фигурах 3 и 5, приведены ранее.

Заявленные способ и устройство позволяют осуществлять обработку входной смеси по более простому алгоритму, который не нуждается в априорной информации о  
50 плотности распределения огибающей смеси.

При отсутствии помехи во входной смеси либо при воздействии помехи с уровнем, не превышающим пороговое значение, входная смесь не подвергается обработке. Таким образом, заявленные способ и устройство исключают подавление полезного

сигнала при большом отношении сигнал/помеха во входной смеси, а также в отсутствие помех.

### Формула изобретения

1. Способ подавления помех, основанный на выделении огибающей входной смеси полезного сигнала и помехи с последующей нелинейной обработкой выделенной огибающей, отличающийся тем, что смесь сигнала и помехи раскладывают на квадратурные составляющие  $x(t)$  и  $y(t)$ , где  $t$  - непрерывное время, квадратурные составляющие  $x(t)$  и  $y(t)$  подвергают аналого-цифровому преобразованию, полученные цифровые выборки  $x(n)$  и  $y(n)$  переводят в полярные координаты  $A(n)$  и  $\varphi(n)$ , где  $A(n)$  - огибающая смеси полезного сигнала и помехи в цифровом виде,  $\varphi(n)$  - фаза смеси полезного сигнала и помехи в цифровом виде,  $n$  - номер отсчета, огибающую смеси  $A(n)$  подвергают нелинейной обработке по формуле:

$$g^*(A(n)) = A(n) - A_{\text{комп}}(n),$$

где  $g^*(A(n))$  - алгоритм обработки,

$A_{\text{комп}}(n)$  - оценка огибающей помехи, оценку огибающей помехи производят по формуле

$$A_{\text{комп}}(n) = \frac{1}{k - r + 1} \sum_{i=r}^k A(i),$$

где  $r \leq n \leq k$ ,  $r$  - номер отсчета, с которого начинают усреднение,  $k$  - номер отсчета, на котором заканчивается усреднение, при этом отсчеты  $A_{\text{комп}}(n)$  приравнивают нулю,

если соответствующие им отсчеты  $A(n)$  не превышают значения порогового уровня, фазу смеси  $\varphi(n)$  и огибающую смеси, прошедшую нелинейную обработку  $g^*(A(n))$  используют для обратного перехода от полярных координат к квадратурным составляющим

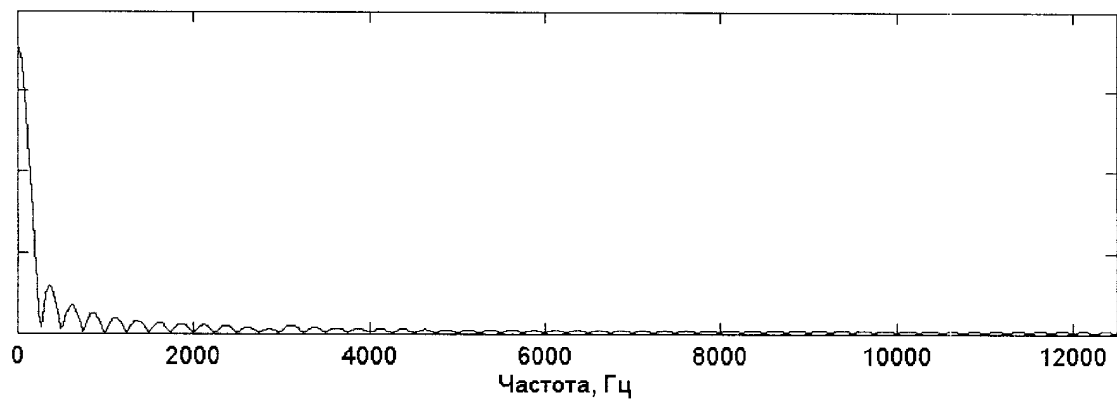
$$x^*(n) = g^*(A(n)) \cos \varphi(n),$$

$$y^*(n) = g^*(A(n)) \sin \varphi(n),$$

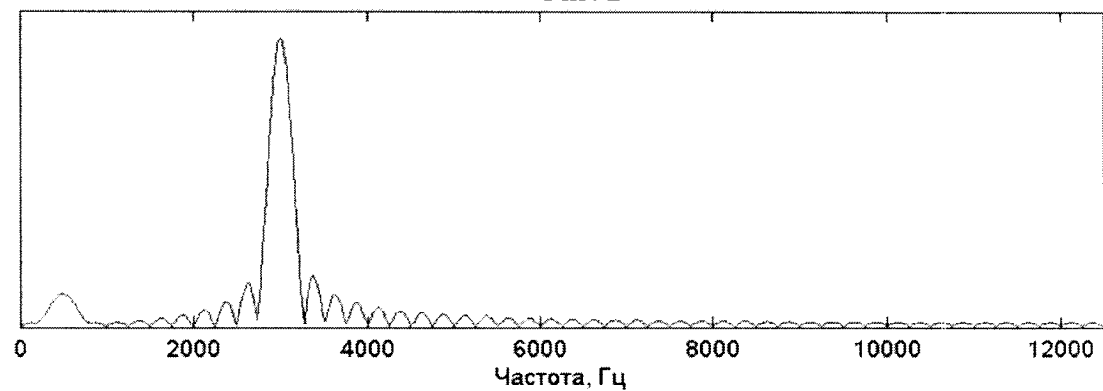
квадратурные составляющие  $x^*(n)$  и  $y^*(n)$  подвергают цифроаналоговому преобразованию, полученные аналоговые квадратурные составляющие  $x^*(t)$  и  $y^*(t)$  переводят в единую смесь.

2. Устройство подавления помех, содержащее первый перемножитель, отличающееся тем, что в устройство дополнительно введены второй, третий и четвертый перемножители, первый и второй фильтры нижних частот, смеситель, полосовой фильтр, первый и второй фазовращатели на  $\pi/2$ , блок преобразования квадратурных составляющих в полярные координаты, блок преобразования полярных координат в квадратурные составляющие, блок обработки, причем первые входы первого и второго перемножителей объединены и являются входом устройства, вход первого фильтра нижних частот соединен с выходом первого перемножителя, а выход первого фильтра нижних частот через первый аналого-цифровой преобразователь соединен с первым входом блока преобразования квадратурных составляющих в полярные координаты, вход второго фильтра нижних частот соединен с выходом второго перемножителя, а выход второго фильтра нижних частот через второй аналого-цифровой преобразователь соединен со вторым входом блока преобразования квадратурных составляющих в полярные координаты, вход блока обработки соединен с первым выходом блока преобразования квадратурных составляющих в полярные координаты, а выход блока обработки соединен с первым входом блока преобразования полярных координат в квадратурные составляющие, второй выход блока преобразования квадратурных составляющих в полярные

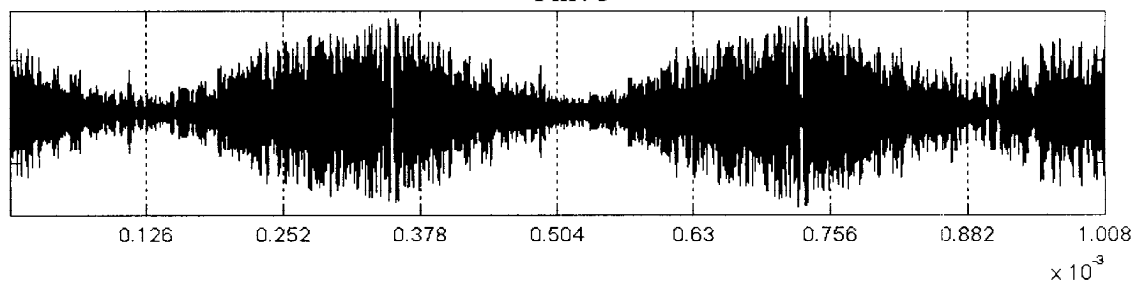
координаты соединен со вторым входом блока преобразования полярных координат в квадратурные составляющие, первый выход блока преобразования полярных координат в квадратурные составляющие соединен с первым входом третьего перемножителя через первый цифроаналоговый преобразователь, а выход третьего перемножителя соединен с первым входом смесителя, второй выход блока преобразования полярных координат в квадратурные составляющие соединен с первым входом четвертого перемножителя через второй цифроаналоговый преобразователь, а выход четвертого перемножителя соединен со вторым входом смесителя, вход полосового фильтра соединен с выходом смесителя, а выход полосового фильтра является выходом устройства, выход генератора опорного сигнала соединен с входами первого и второго фазовращателей на  $\pi/2$ , а также со вторыми входами второго и четвертого перемножителей, выход первого фазовращателя на  $\pi/2$  соединен со вторым входом первого перемножителя, выход второго фазовращателя на  $\pi/2$  соединен со вторым входом третьего перемножителя.



Фиг. 2

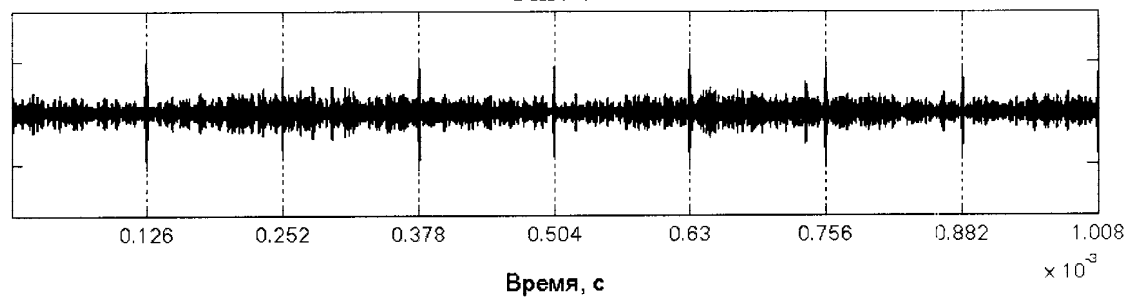


Фиг. 3



Время, с

Фиг. 4



Время, с

Фиг. 5